

⑩ 日本国特許庁 (JP) ⑪ 特許出願公開  
⑫ 公開特許公報 (A) 昭60-93325

⑬ Int.Cl.<sup>4</sup>  
G 01 K 7/36

識別記号 廈内整理番号  
7269-2F

⑭ 公開 昭和60年(1985)5月25日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全5頁)

⑮ 発明の名称 温度検出装置

⑯ 特願 昭58-200510  
⑰ 出願 昭58(1983)10月26日

⑱ 発明者 井出上和夫 広島市西区観音新町4丁目6番22号 三菱重工業株式会社  
広島研究所内  
⑲ 発明者 大屋正志 広島市西区観音新町4丁目6番22号 三菱重工業株式会社  
広島研究所内  
⑳ 出願人 三菱重工業株式会社 東京都千代田区丸の内2丁目5番1号  
㉑ 復代理人 井理士 鈴江 武彦 外2名

明細書

1. 発明の名称

温度検出装置

2. 特許請求の範囲

被温度測定導体に対向して設置される検出コイルと、この検出コイルのインピーダンス変化を電圧変化として導出するプリツジ回路と、このプリツジ回路へ周波数可変の電源を供給する交流電源と、この交流電源の出力電圧と上記プリツジ回路の出力電圧との位相差を検出する位相計と、この位相計で検出される位相差が零となるように上記交流電源の出力周波数を制御する周波数制御器とから構成された温度検出装置。

3. 発明の詳細な説明

本発明は、渦電流方式の温度検出装置に係り、特に被温度測定導体と検出コイルとのギャップが変化しても温度変化が生じない温度検出装置に関するもの。

渦電流を利用した温度検出装置は、非接触でしかも非接触の悪い条件下でも使用できる特徴

があり、例えば圧延機のロールの温度検出等に用いられている。第1図は従来の渦電流方式の温度検出装置を示すプロック図であり、1は金属板等の導体からなる測定対象であり、2はこの測定対象1とギャップdを有して配置された検出コイル、3は検出コイル2のインピーダンス変化を電圧変化として導出するプリツジ回路、4はプリツジ回路3の交流電源、5はプリツジ回路3の出力電圧を增幅する増幅器、6は交流電源4の電圧を位相調整した信号を得る移相器、7は増幅器6の出力信号と移相器6からの移相された電圧による参照信号R<sub>f</sub>とにより温度検出信号を得る位相検出回路である。

上記の如く構成された温度検出装置による温度測定法は、測定対象1の温度が変化すると測定対象1に流れる渦電流が変化し、これによつて検出コイル2のインピーダンスが変化する。このインピーダンス変化をプリツジ回路3によって電圧信号に変換し、増幅器5で増幅して位相検出回路7で温度信号を得る。位相検出回路7

へ与えられる参照信号  $R_f$  は、交流電源  $\epsilon$  からの電圧を移相器  $6$  によって位相調整して得たものであり、この位相整流回路  $7$  における位相調整で測定対象  $1$  と検出コイル  $2$  とのギャップ  $d$  が変化したときによるドリフトを少なくするよう正在している。以上の信号処理動作によつてギャップ  $d$  が一定であれば第 2 図 (b) に示すように温度  $T$  に対応した出力  $v$  を得ることが可能となる。

しかし乍ら、ギャップ  $d$  の変化に対して第 2 図 (b) に示すように出力  $v$  の変化は少なくすることができるが、ギャップ  $d$  が変化すると第 2 図 (c) に示すように感度  $d_v/dT$  が変化するという問題がある。

即ち、第 3 図に示すように温度  $T$  によって変化するインピーダンススペクトルとギャップ  $d$  によって変化するインピーダンススペクトルとが直交する周波数  $f$  をはじめ設定することによつて、感度  $d_v/dT$  が  $T$  であれば温度  $T$  によって主に変化するリアクタンス成分  $X$  の変化  $dX/X$  が一定となるので、抵抗成分  $R$  とリアクタンス成分  $X$  との変

化比  $dX/dR$  で生じるプリツジ回路  $3$  の出力電圧を位相整流して取出せば、ギャップ  $d$  の変化によるインピーダンス変化  $dR/X$  によつて生じる成分を相殺することが可能となる。しかし、第 3 図から分かるようにギャップ  $d$  が  $d_0 \rightarrow d_1$  と拡大して行くと、リアクタンス成分  $X$  の変化分  $dX$  は小さくなり、同一温度でも出力電圧が低下して感度低下となつてしまふ。

本発明は上記事情に基づいてなされたもので、その目的とするところは、被温度測定導体と検出コイルとのギャップに変化が生じても感度変化が生じない渦電流方式の温度検出装置を提供することにある。

本発明による渦電流方式の温度検出装置は、被温度測定導体に對向して設置される検出コイルと、この検出コイルのインピーダンス変化を電圧変化として導出するプリツジ回路と、このプリツジ回路へ周波数可変の電源を供給する交流電源と、この交流電源の出力電圧と上記プリツジ回路の出力電圧との位相差を検出する位相計と、この位相計

で検出される位相差が零となるように上記交流電源の出力周波数を制御する周波数制御器とを備え、上記被温度測定導体の温度変化による上記検出コイルの出力電圧の位相変化が常に零となるように上記検出コイルへ上記プリツジ回路を介して印加する電圧の周波数を制御し、その周波数変化から温度検出を行なうことを特徴としている。

以下本発明による温度検出装置を第 4 図に示す一実施例に従い説明する。第 1 図と同一部分には同一符号を付してその詳細な説明は省略する。第 4 図において  $1$  は測定対象、 $2$  は検出コイル、 $3$  はプリツジ回路、 $8$  は出力電圧の周波数が可変の交流電源、 $5$  は増幅器、 $6$  は移相器、 $7$  はプリツジ回路  $3$  の出力電圧と交流電源  $8$  の出力電圧の位相を検出する位相計、 $10$  は交流電源  $8$  の出力周波数を制御するためのコントローラである。

次に上記の如く構成された本実施例の動作について説明する。先づ、第 4 図において、検出

コイル  $2$  が測定対象  $1$  から十分離れた位置で、プリツジ回路  $3$  を図示しないバランス回路により平衡を得ると、プリツジ回路  $3$  の出力電圧  $e_0$  は次式で表わすことができる。

$$e_0 = \frac{E_1}{4} \left( \frac{dX}{X} - j \frac{dR}{X} \right)$$

ただし、 $j^2 = -1$

$E_1$  : プリツジ回路  $3$  への供給

電圧

$X$  : 検出コイル  $2$  を測定対象  $1$  から離したときの検出コイル  $2$  のリアクタンス成分

$dX$  : 検出コイル  $2$  のリアクタンス成分の変化分

$dR$  : 検出コイル  $2$  の抵抗成分の変化分

上式において、 $dX$ 、 $dR$  は測定対象  $1$  の温度、検出コイル  $2$  と測定対象  $1$  間のギャップ  $d$  によつて変化し、また  $dX$ 、 $dR$  の変化の様子は検出

コイル 2 へ加える交流電源 8 の出力周波数  $f$  によつても変化する。温度測定においては測定対象 1 の温度変化に対して  $4T$  の変化が最も大きくなるような出力周波数  $f_0$  が選択される。

以上の条件のもとで、検出コイル 2 と測定対象 1 が十分離れた位置にあつて、ブリッジ回路 3 の平衡をとると第 5 図に示すようにブリッジ回路 3 の出力電圧  $e_0$  は零となる。第 5 図の A 点に示す。そこで測定対象 1 の温度が  $T_0$  のとき、ギャップ  $d_0$  で検出コイル 2 を設定すると、ブリッジ回路 3 の出力電圧  $e_0$  は、第 5 図の点 B の状態になる。ここで、測定対象 1 の温度が  $4T$  だけ上昇すると、測定対象 1 の導電率が小さくなつて、測定対象 1 に流れる漏電流が減少する。この結果、主に検出コイル 2 のリアクタンス成分  $4X$  が増加し、ブリッジ回路 3 の出力電圧  $e_0$  は第 5 図の点 C のようになる。第 5 図の点 C の状態でブリッジ回路 3 への供給電圧  $E_1$  の周波数を  $\omega$ だけ上昇すれば、第 5 図の点 B の状態にすることができるので、温度  $T$  が  $T_0$  の状態からのブ

リッジ回路 3 の出力電圧  $e_0$  とブリッジ回路 3 への供給電圧  $E_1$  との位相を位相計 7 で検出し、その位相角  $\theta$  に応じて、交流電源 8 の出力周波数  $f$  をコントローラ 10 で制御すれば、周波数  $f$  の変化から、測定対象 1 の温度を知ることができます。

なお、第 4 図において移相器 6 はブリッジ回路 3 への供給電圧  $E_1$  の位相をシフトすることによつてブリッジ回路 3 の出力電圧  $e_0$  との初期位相を合わせ、位相変化を検出し易くするものである。また第 5 図では、ブリッジ回路 3 の初期位相角であり、主に温度変化によるリアクタンス成分  $X$  の変化とギャップ  $d$  による抵抗成分  $R$  の変化が直交するような周波数  $f_0$  によつて決まり、温度測定では  $\theta = 0$  となる周波数  $f$  を用いる。

次に上記の如くの動作を第 3 図を参照して説明する。先づ、検出コイル 2 のインピーダンス  $Z$  の変化を、（検出コイル 2 を測定対象 1 に近接させた場合のインピーダンス  $Z$  の変化）／

（検出コイル 2 単独のインピーダンス  $Z$  の変化）で表わすと第 3 図に示すようになる。即ち、第 3 図でインピーダンス軌跡は周波数  $f$  の上昇で右回り方向、測定対象 1 の温度  $T$  が上昇すると右回り方向となる。また、ギャップ  $d$  が大きくなると、インピーダンス軌跡は左方向に移動（原点 1 に近づく）する。そこで、温度変化によるリアクタンス成分  $X$  の変化と、ギャップ  $d$  による抵抗成分  $R$  の変化が直交するような周波数  $f_0$  を選定し、検出コイル 2 のギャップを  $d_0$ 、測定対象 1 の温度を  $T_0$  とすると検出コイル 2 のインピーダンスは  $Z_0$  となる。（第 3 図の状態 I）。

そこで、測定対象 1 の温度  $T$  が  $4T$  だけ上昇すると、検出コイル 2 のインピーダンスは  $Z_0 + 4Z$  となる。（第 3 図の状態 II）この状態で周波数  $f$  を  $\omega$ だけ上昇すると、元のインピーダンス  $Z_0$  に戻すことができる。すなわち、温度  $T$  が  $4T$  上昇することで、検出コイル 2 の出力電圧即ち、ブリッジ回路 3 の出力電圧  $e_0$  位相は  $\theta$ だけ変化するが、周波数  $f$  を  $\omega$ だけ上昇させること

によつて、出力電圧  $e_0$  の位相を零にすることができる。これらの関係はギャップ  $d$  が変化しても変わらないので、位相  $\theta$  が常に零となるように周波数  $f$  を制御することによつて、ギャップ  $d$  の変化による感度変化が防止することが可能となる。

本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の宗旨を逸脱しない範囲で様々な変形して実施できる。

以上述べたように本発明による漏電流方式の温度検出装置は、被温度測定導体に對向して設置される検出コイルと、この検出コイルのインピーダンス変化を電圧変化として検出するブリッジ回路と、このブリッジ回路へ周波数可変の電源を供給する交流電源と、この交流電源の出力電圧と上記ブリッジ回路の出力電圧との位相差を検出する位相計と、この位相計で検出される位相差が零となるように上記交流電源の出力周波数を制御する周波数制御器とを備えたので、上記被温度測定導体の温度変化による上記検出

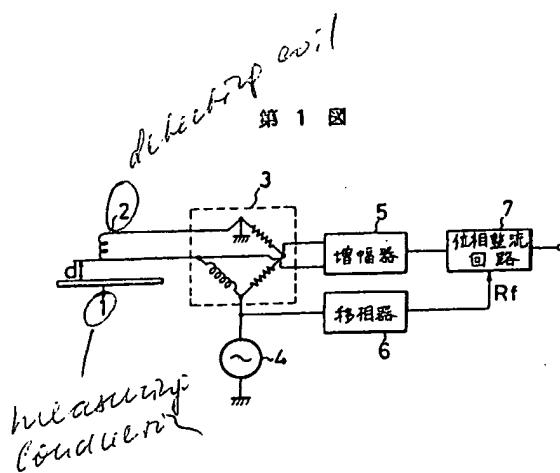
コイルの出力電圧の位相変化が常に零となるよう上記検出コイルへ上記プリツジ回路を介して印加する電圧の周波数を制御することにより、上記被験度測定導体と検出コイルとのギャップ変化に対して上記プリツジ回路の出力電圧  $e_0$  は変化し、ギャップが大きくなる程上記出力電圧  $e_0$  は小さくなるが、上記周波数制御により周波数変化に対する周波数シフト量が一定となるので、上記ギャップが変化したとしても温度検出感度の変化を防止することが可能となる。

#### 4. 図面の簡単な説明

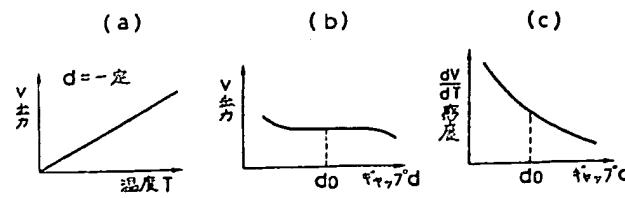
第1図は被験度の温度検出装置を示すプロック図、第2図(a) (b) (c)は次々第1図に示す温度検出装置の特性を説明するための特性図、第3図は検出コイルのインピーダンスと温度とギャップと周波数との関係を示す特性図、第4図は本発明による温度検出装置の一実施例を示すプロック図、第5図は同実施例の作用を説明するための特性図である。

2…検出コイル、3…プリツジ回路、5…増

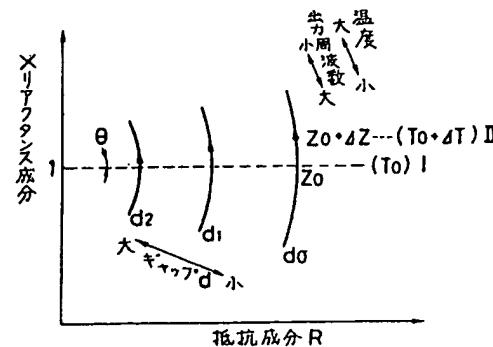
出願人復代理人 井端士 路江武彦



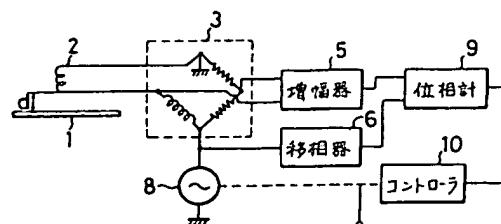
第2図



第3図



第4図



第 5 図

